

# Метод за подобряване на формата на сондиращия импулс на ултраширококолентов радар

Михаил Желязов <sup>1)</sup>, София Узунова <sup>2)</sup>

Катедра "Въздушен транспорт"

Технически Университет – София

<sup>1)</sup> Доцент

<sup>2)</sup> Докторант

<sup>1)</sup> e-mail: [Mikael@tu-sofia.bg](mailto:Mikael@tu-sofia.bg)

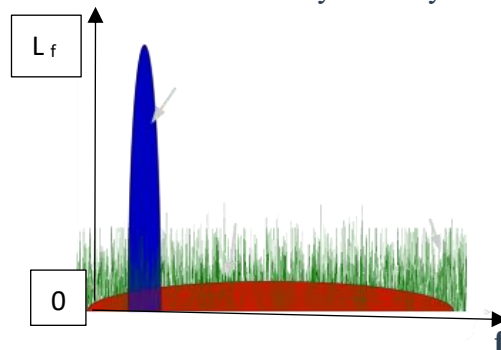
<sup>2)</sup> e-mail: [suzunova@tu-sofia.bg](mailto:suzunova@tu-sofia.bg)

**Abstract.** В доклада е предложен метод за подобряване на формата на сондиращия импулс за свръхширококолентов радар чрез използване на коригиращ импулс. След анализ на енергийната ефективност при използване на свръхширококолентовите сигнали и честотния диапазон се оценяват причините за допълнителните загуби на енергия в свръхширококолентовите радари. Оценена е причината за загубата на енергия и е направено предложение за нейното отстраняване чрез подобряване формата на импулса. При използване на корекция на сондиращите импулси, се постигнат високи стойности на спектралния КПД.

## Въведение

Характерна особеност на Свръхширококолентовите радари (UWB радар), която силно ги отличава от традиционните тесноколентови радарни системи е, че излъчените сигнали заемат много широк спектър от честоти. Тази особеност дава възможност да се използват много малки мощности, като нерядко предаденият сигнал по мощност не превишава мощността на смущенията, създавани от дори маломощни електрически устройства. За създаването на такъв тип сондиращ сигнал се използват импулсни генератори на свръх кратки импулси – по-тесни от 1 ns. Честотния спектър на такъв импулс прилича по-често на „бял“ шум, което обаче води до изискването съответните приемници на такива съответно отразени сигнали да притежават изключително широка лента на пропускане. Спектърът на сондиращия сигнал трябва да има ширина, най малко 25 % от основната (резонансна честота). Например, при конвенционален радар с резонансна честота 2 GHz, ширината на лентата на пропускане трябва да е 500 MHz, докато при свръхширококолентов радар с основна честота –  $f_p$ , минималната ширина на лентата на пропускане трябва да е  $B \geq 1GHz$ . Такива размери на ширината на лентата на пропускане изискват специална схемотехника при проектирането на свръхширококолентовите радар – като се започне от антените – при тях се използват рупорни антени, и приемните устройства. При тях приемникът няма основна резонансна честота, т.к. всеки резонанс е тесноколентов.

Като пример може да се посочи схемата на импулсен шумов радар,



ФИГУРА 1. Сондиращ импулс на конвенционален (тесноколентов) радар – в син цвят и на свръхширококолентов (шумов) радар – в зелен цвят.

Алгоритмите за обработка на сигнали в радар с квазинепрекъснат звуков сигнал, предназначен за откриване на обекти, скрити зад оптически непрозрачни препятствия, като

правило се основават на принципа на оптимална корелационна обработка, или съвпадащо филтриране [1].

Сондиращите сигнали за такива радар се избират въз основа на изискването за осигуряване на необходимата разделителна способност и шумоустойчивост. В този случай обвиващата на функцията на неопределеност на сигнала има формата на остър резонанс в съответната равнина с минимални странични пикове.

За постигане на такъв ефект се използват различни сложни видове модулация [3]. Най-често срещаните от тях са: честотно модулирани сигнали; многочестотни сигнали; ключови сигнали с фазово изместване; сигнали с кодова фазова модулация; дискретни честотни сигнали, или сигнали с кодова честотна модулация; композитни сигнали с кодова честотна модулация и поредица от сигнали, които са комбинация от няколко вида модулация. Колкото по-тесен е основният пик на функцията на неопределеност на отразения сигнал, и колкото е по-ниско нивото на страничните му пикове, толкова по-висока е разделителната способност и шумоустойчивостта на приемника. Терминът "шумоустойчивост" означава способност на радара да работи в условия на смущения, причинени от отражения от обекти, които не са цели, и се намират извън анализирания елементарна област, ограничена по честота и време. Такъв тип сигнали са известни под името свръхшироколентови (UWB) сигнали.

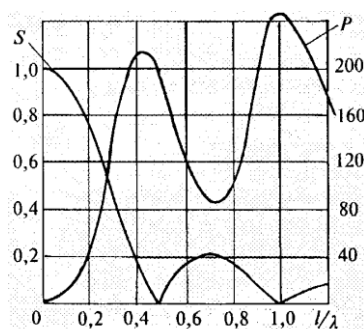
### Изложение

Свръхшироколентовите сигнали са сигнали с относителен диапазон на честотите  $\Delta F = (f_{\max} - f_{\min}) / (f_{\max} + f_{\min})$ , близък до единица [4]. Радиосистемите, които използват такива сигнали, съществено се различават от традиционните теснолентови системи (с  $\Delta F \approx 0,01$  или по-малко) [3].

В свръхшироколентовата радиолокация, сондиращите импулси, които имат свръхширок диапазон, са два вида - с продължителност  $(1...5)10^{-9}$  s видеоимпулси [4], или къси отрязъци от синусоида, състоящи се от един, или два периода на повторение [1]. В статията, като пример е разгледан радар със свръхкъси видеоимпулси - който има следните параметри на излъчения сигнал:  $f_p = 24$  GHz,  $\tau_n = 30$  ns,  $P_n = 4$  mW, и ширина на честотната лента –  $B = 8$  GHz. Излъчването на такъв тип радар не е възможно да бъде детектирано (открито) от външен детектор (приемник – откривател, понеже сондиращите импулси наподобяват вътрешния шум на приемника – фиг.1.

Една от особеностите на такъв радар са допълнителните загуби на енергия на излъчения импулс. Амплитудно-честотната характеристика на антените, работещи в този диапазон преминава през нула. В такъв случай антената играе ролята на филтър на високите честоти за отразения сигнал. От друга страна, честотния спектър на видеоимпулса има максимум при нулева честота. Основната енергия на импулса е между честотите  $f=0$  и някаква честота  $f_{max}$ , намираща се обикновено в областта на първата нула в спектъра. Затова честотната характеристика на антената и спектъра на сигнала се оказват несъгласувани. Следователно, енергията на импулса не се използва оптимално.

Като пример ще се разгледа АЧХ на симетричен вибратор - фиг. 2  $P(l/\lambda)$  и ще се съпостави със спектъра на ултракъсия излъчен видеоимпулс  $S(l/\lambda)$ , с продължителност  $\tau_1 = 2l/c$ , където  $l$  – дължина на вибратора;  $c$  – скоростта на светлината.



ФИГУРА 2. Честотна характеристика на симетричен "вибратор" и спектъра на ултракъс сондиращ импулс.

Реализираните загуби на енергия, предизвикани от разсъгласуването трябва да се отчитат, когато се оценяват енергийните показатели на свръхширококолентовата РЛС. За оценка на енергийните показатели се използва термина „спектрален КПД -  $\eta_{\Delta f}$ “, който представлява основен показател за КПД на предавателното устройство. Този КПД определя относителната част от енергията на сондиращия импулс, която попада в работния диапазон на честотите на антената,

$$\eta_{\Delta f} = W_{\Delta f} / W_S$$

където  $W_S$  - пълна енергия на импулса;  $W_{\Delta f}$  - енергия на съставляващите на спектъра, която попада в работния диапазон на честотите на антената.

При работа с еднополярни импулси, спектралните загуби могат да бъдат много големи, т.к. най-интензивната нискофреkwотна част на спектъра се оказва неизползваема. За повишаване на  $\eta_{\Delta f}$  е предложено да се коригира формата на спектъра на сондиращия импулс чрез въвеждане на допълнителен – коригиращ импулс. Например, от спектъра  $S_1(f)$  на основния еднополярен сондиращ импулс  $u_1(t)$ , може да се извади по-теснолентовия спектър  $S_2(f)$  на коригиращия импулс  $u_2(t)$  с подходяща форма и амплитуда, така че в сумарния спектър

$$S_{\Sigma}(f) = S_1(f) - S_2(f)$$

нискофреkwотните съставляващи за  $f < f_{\min}$  да са значително по-малко, отколкото в основния спектър  $S_1(f)$ , а за  $f > f_{\min}$  измененията да са пренебрежимо малки. Това ще представлява коригирания, но вече биполярен сондиращ импулс

$$u_{\Sigma}(t) = u_1(t) - u_2(t)$$

Максимумата на спектралния КПД ще зависи от избраните параметри на основния импулс, и от подбора на параметрите на коригиращия импулс.

След анализа на зависимостите от фиг.2 може да се направи извода, че:

**За всяка форма на обвиващата на основния импулс  $u_1(t)$ , и при известен диапазон от работни честоти -  $f_{\min}$  до  $f_{\max}$ , има оптимална продължителност на коригиращия импулс -  $\tau_{\text{opt}}$ , при която спектралния КПД ще има най-голяма стойност.**

В анализираната публикация метода за получаване на максимален спектрален КПД е приложен за някои често използвани прости форми на основния и коригиращия импулси, с приложение в СШЛ РЛС. Метода е по-подробно синтезиран в [5], като там са направени и следните уговорки:

- не се привеждат аналитичните изрази познатите форми на видеоимпулсите и техните спектри [2];
- всички числени стойности са получени по метода на математическото моделиране.

При определянето на спектралния КПД на еднополярни импулси ще се използват резултатите от [5]. В тази публикация се използват само крайните математически изрази. Ако  $S_1(f)$  е модул на спектралната плътност на импулса  $u_1(t)$ , то, пред вид връзката на енергията на сигнала с модула на неговата спектрална плътност може да се запише :

$$\eta_{\Delta f} = \left( 1/\pi \int_0^{f_{\max}} S_1^2(f)df - 1/\pi \int_0^{f_{\min}} S_1^2(f)df \right) / \left( 1/\pi \int_0^{\infty} S_1^2(f)df \right)$$

Т.к. ширината на спектъра на импулса се определя от продължителността  $\tau_1$ , то в последния израз може да се премине към единна обща безкрайна величина  $\theta = f\tau_1$ , чрез която могат да се представят честотните зависимости за  $S_1$ ,  $\eta_{\Delta f}$  и други параметри в обобщен вид. След преобразуване на крайната формула за  $\eta_{\Delta f}$  се получава

$$\eta_{\Delta f} = \left( \int_0^{\theta_{\max}} S_1^2(\theta) d\theta - 1/\Delta f \int_0^{\theta_{\max}} S_1^2(\theta) d\theta \right) / \int_0^{\infty} S_1^2(\theta) d\theta,$$

където  $\theta_{\max} = f_{\max} \tau_1$ .

При изчисляването на максималната стойност -  $(\eta_{\Delta f})_{\max}$ , се приема, че диапазона от честоти  $\Delta f$  е зададен. Екстремума  $\eta_{\Delta f}$  се намира чрез обобщена променлива :

$$d\eta_{\Delta f}(\theta_{\max})/d\theta_{\max} = S_1^2(\theta_{\max})/1/\Delta f \times S_1^2(\theta_{\max}/\Delta f) = 0.$$

Т.к. в конкретния случай  $\theta > 0$ ,  $S_1(\theta) > 0$ , тогава последния израз придобива вида.

$$S_1(\theta_{\max}) = 1/\sqrt{\Delta f} \times S_1(\theta_{\max}/\Delta f).$$

Решения на това уравнение са стойности на  $\theta_{\max}$ , при които  $\eta_{\Delta f}$  има екстремални стойности.

В същата публикация са показани зависимостите на  $\eta_{\Delta f_{opt}}$  спрямо  $\Delta f = f_{\max}/f_{\min}$ , пресметнати по същия начин, за три прости еднополярни импулса: правоъгълен, конусообразен, триъгълен и зависимостите на  $\theta_{opt}$  спрямо  $\Delta f$ ,

Направен е извода, че за всички разгледани импулси при  $\Delta f = 3$  най-голямата стойност на КПД  $\eta_{\Delta f_{max}} < 50\%$ , а оптималното значение  $\theta_{opt} < 1$ , т.е. продължителността на импулсите при зададена  $f_{\max}$  за по-ефективното използване на енергията на сондиращия импулс, трябва да бъде по-малка от  $1/f_{\max}$ .

Вследствие на математическото моделиране, изведените зависимости позволяват да се оцени ефективността на метода за корекция на формата на импулса с цел увеличаване на спектралния КПД. Налага с по-нататъшното увеличаване на  $\Delta f$ , корекцията на формата на импулса става все по-малко ефективна, намалявайки с 2 при  $\Delta f = 3$  до 1,2 при  $\Delta f \approx 10$ .

В таблицата са показани най-високите стойности на  $\eta_{\Delta f_{opt}}$  и съответстващите им оптимални значения на параметрите на коригиращите импулси  $\alpha_{opt}$ ,  $\beta_{opt}$ ,  $\theta_{opt}$  при различни съчетания на формите на основния и коригиращи импулси при  $\Delta f = 3$ .

При сравнението на получените стойности с аналогични стойности при еднополярни импулси следва, че за сметка на корекция на формата на импулса спектралния КПД може да бъде съществено увеличен, обаче ефективността от увеличаването е толкова по-голяма, колкото е по-малка величината  $\Delta f$ .

Форма на коригиращ импулс	Стойности на параметри на коригиращ импулс с различни форми на основен импулс $u_1(t)$								
	Правоъгълен			Конусообразен			Триъгълен		
	$\eta_{\Delta f_{opt}}$	$\theta_{opt}$	$\alpha_{opt}/\beta_{opt}$	$\eta_{\Delta f_{opt}}$	$\theta_{opt}$	$\alpha_{opt}/\beta_{opt}$	$\eta_{\Delta f_{opt}}$	$\theta_{opt}$	$\alpha_{opt}/\beta_{opt}$
Без корекция	0,45	0,6	0	0,46	0,04	0	0,48	0,8	0
Правоъгълна	0,8	0,71	0,4 3	0,89	0,5	0,3 4	0,89	1,0	0,2 2
Конусообразна	0,69	0,7	0,4 2	0,86	0,6	0,5 2	0,74	0,9	0,2 2
Триъгълна	0,71	0,7	0,5 4	0,91	0,6	0,7 4	0,86	1,0	0,4 3

ТАБЛИЦА 1. Сравнение на получените стойности с аналогични стойности при еднополярни импулси.

## Заклучение

При избор на форма на сондиращи импулси на видеоимпулсен свръхшироколентов радар трябва да се отчита спектралният КПД, като един от най-важните енергийни параметри.

Разгледаният метод дава възможност и за понижаване на нивото на страничните пикове на автокорелационната функция на отразения свръхшироколентов сигнал.

По-нататък ще се предложи и оптимална фазово-амплитудна вътреимпулсна модулация, която дава възможност да се намалят страничните пикове на функцията на неопределеност и в същото време да се повиши честотата на повторение на видеоимпулсите. Ще се подложат на анализ факторите, влияещи върху характеристиките на такива сигнали и ще се синтезира критерий за тяхната реализация.

Усложняването на сигнала чрез въвеждането на коригиращ импулс и намаляване на страничните пикове на автокорелационната функция повишава изискванията към устройствата за генериране, предаване и приемане на СШ сигнали.

Трябва да се отбележи, че обикновените СШ сигнали са чувствителни към грешки, възникващи по време на тяхното формиране. Влиянието на грешките, които възникват в оборудването по време на формирането, предаването, приемането и обработката на СШ сигнали се предизвиква от набор от фактори, влияещи върху характеристиките на сигнала, който може да се раздели на две групи: флукуационни и детерминирани.

Флукуационните включват: фазово - честотна нестабилност на осцилаторите; различни видове шум; проникване на сигнали от предавателя към входа на приемника и след корелационна обработка, образуване на шумоподобни процеси и други фактори.

Детерминираните фактори включват: недостатъчна широколентова връзка на формиращите вериги; асиметрия на модулиращата функция; несъответствие на модулиращата функция и носещото трептене; разлика във формата на приетите и сондиращите сигнали и др.

Изкривяванията на спектъра на сигнала, излъчен от локатора, и референтните трептения, пристигащи в корелатора, поради асиметрията между положителните и отрицателните нива, и продължителността на модулиращите трептения и коригиращите импулси, водят до значително увеличаване на шума в областта на страничните пикове и влошаване на пространствената разделителна способност и характеристиките на откриване на локатора.

Изборът на сигнал и степента на сложност на неговата модулираща функция се определят преди всичко от естеството на задачите, за които е предназначен радарът. Използването на СШ сигнал с коригиращ импулс и вътрешноимпулсна модулация изисква създаването на прецизно оборудване, което води до значително нарастване на цената на конструкцията, но в същото време прави възможно създаването на универсални устройства, които могат да се използват в радари за откриване на бързо летищи точкови малоразмерни цели. Сврухвисоката честота на повторение позволява достигането на необходимата разделителна способност и шумоустойчивост.

Едно от възможните приложения на такива технически решения е намаляване амплитудата на коригирания сондиращ сигнал в изхода на предавателя и от там и на входа на приемника корелатор. В този случай, въпреки че част от енергията на СШ сигнал се губи, е възможно да се формира АЧХ на модулирания сигнал с подходящи параметри. Такива технически решения се прилагат в преносимите радари, където цената и размерът на системата играят решаваща роля.

Най-перспективно на съвременния етап е конструирането на устройства за формиране и обработка на радиосигнали със сложна структура, базирани на високоскоростни сигнални процесори, работещи на честоти от няколко гигагерца, линеен усилвател мощност, нискошумов приемник и процесор с периферни устройства. Подобна схема позволява практически напълно да се реализират свойствата на сигналите, а и създаване на технологично лесни за конфигуриране радарни системи, при които обработката на информация позволява използването на оптимални и адаптивни алгоритми.

## ЛИТЕРАТУРА

1. Frank U.A., Kratzer D.L., Sullivan J.L. (Двуфунтовият радар// RCA Eng.- 1967. No 2); стр.52-54.
2. Доплеров радар за полево разузнаване. Ser. Технология разузнавателни средства. таван на услугите. състояние // ВИНТИ. - 1997. - No 10. - С. 46-47.
3. Нордуол Брус Д.(Свръх ширококолентов радар открива заровени мини // Авиация. Week and Space Technol- 1997. No.13), стр. 63-64.
4. Sytnik O.V., Възмиотинов И.А., Мирошниченко Ю.И. (Характеристики на разработването на радари за откриване на хора при препятствия // Телекомуникации и радиотехника.¾ 2004).стр 110-145.
5. Оценка на ефекта от грешки при внедряването върху характеристиките на псевдослучайния радиолокационен сигнал // Телекомуникации и радиотехника. 2003. Vol.60, No. 1 & 2., стр. 132–140.
6. Ръководство за радар / Под ред. М. Сколник. Пер. от английски Ed. К. Н. Трофимова. , М.: Сов. радио, 1978, том 3. 528s.
7. Желязов М., Муратова А. (Енергийна ефективност на свръхшироколентови сигнали, Русе 2005), стр. 2-6.
8. ] Jung Y. H., Hong S. M., (Modeling and Parameter Optimization of Agile Beam Radar Tracking, Transactions on Aerospace and Electronic Systems, Vol.39, No.1, 2003) str.45.

## A method for improving the sounding pulse shape of an ultra-wideband radar

<sup>1)</sup>Mihail Zhelyazov

<sup>20)</sup>Sofia Uzunova

<sup>1)</sup>Assoc. Prof.

<sup>2)</sup>PhD Student

*Department of "Aeronautics"  
Technical University – Sofia*

<sup>1)</sup>e-mail; [mikael@tu-sofia.bg](mailto:mikael@tu-sofia.bg)

<sup>2)</sup>e-mail: [suzunova@tu-sofia.bg](mailto:suzunova@tu-sofia.bg)

**Abstract.** The report proposes a method to improve the sounding pulse shape for ultra-wideband radar by using a correction pulse. After analyzing the energy efficiency using the ultra-wideband signals and the frequency range, the reasons for the additional energy losses in the ultra-wideband radars are evaluated. The cause of the energy loss was evaluated and a proposal was made to eliminate it by improving the pulse shape. When using correction of the probing pulses, higher values of the spectral efficiency are achieved.